

DE 19841578

AV 6077099

# Abstract

The method involves determining a first detection solution for the CDMA coded signals. There is a subsequent determination of an  $(n+1)$ th detection solution  $\hat{d}(n+1)$  for  $n=1, \dots, N$  as a function of the  $n$ th detection solution using  $\hat{d}(n+1) = f(\hat{d}(n))$ , where the iteration for  $n$  to infinity is convergent with respect to the multi-user solution. If the quality of the approximate solution is not adequate, assigning  $n$  to  $n+1$  and iterating the process with the second step; and if the quality of the solution is adequate, terminating the process and using  $\hat{d}(n+1)$  as the estimate of the data to be detected. An Independent claim is also included for an arrangement for implementing the method.

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Detektion von CDMA-kodierten Signalen.

CDMA bietet die Möglichkeit mehrere zeitdiskrete Datenströme zu einem Gesamtsignal so zusammenzufassen, daß die ursprünglichen Datenströme aus diesem Signal wiedergewonnen werden können. Die Datenströme lassen sich auch dann wiedergewinnen, wenn die CDMA-kodierten Signale durch verschiedene lineare Filter verändert werden. Die einfachste Möglichkeit der Datendetektion bietet ein sog. Matched Filter. Bessere Ergebnisse liefert der RAKE-Empfänger, der beispielsweise in A. Salmasi, K. S. Gilhousen: "On the system design aspects of code division multiple access (CDMA) applied to digital cellular and personal communications network", Proc. IEEE Conf. Veh. Technol., St. Louis, MO, USA, Mai 1991, Seiten 57-62, beschrieben ist. Diese Detektoren erfordern nur die Kenntnis des Codes des zu detektierenden Datenstroms. Sind auch die Codes der nicht zu detektierenden Datenströme bekannt, so lassen sich die durch die fremden Datenströme verursachten Interferenzen (durch nicht orthogonale Codes) bestimmen und eliminieren. Durch entsprechende Multiuser-Verfahren kann die CDMA-Detektion wesentlich verbessert werden. Neben dem optimalen Maximum-Likelihood-Detektor, der beispielsweise in W. von Atten: "Maximumlikelihood receiver for multiple channel transmission systems", IEEE Trans. Commun., Bd. 24 (1976) 276-283, beschrieben ist, sind mehrere suboptimale Verfahren bekannt, so beispielsweise W. Sauer-Greff und R. A. Kennedy: "Suboptimal MLSE for distorted multiple-access channels using the M-algorithm", Proc. Aachener Kolloquium Signal Theorie, Aachen, März 1994, 267-270; K. S. Schneider: "Detection of code division multiplexed signals", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., Bd. AES-15 (1979), 181-185; R. Lupas und S. Verdú: "Linear multiuser detectors for synchronous code division multiple access channels", IEEE Trans. Inform. Theory, Bd. 35 (1989), 123-136; Z. Xie, R. T. Short und C. K. Rushforth: "A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications", IEEE J. Select. Areas Commun., Bd. 8 (1990), 683690; und A. Duel-Hallen: "Decorrelating decision-feedback multiuser detector for synchronous code division multiple access channels", IEEE Trans. Commun., Bd. 41(1993), 285-290.

Sind die Impulsantworten der Übertragungskanäle der kodierten Datenströme bekannt, so lassen sich auch die durch die Filterungen verursachten Interferenzen eliminieren, wie dies aus J. Salz: "Digital transmission over cross-coupled linear channels", Bell Syst. Tech. J., Bd. 64(1985), 1147-1159; A. Duel-Hallen: "Equalizers for multiple input/multiple output channels and PAM systems with cyclostationary input sequences", IEEE J. Select. Areas Commun., Bd. 10 (1992), 630-639; und M. L. Honig, P. Crespo und K. Steiglitz: "Suppression of near- and far-end crosstalk by linear pre- and post-filtering", IEEE J. Select. Areas Commun., Bd. 10 (1992), Seiten 614-629 bekannt ist.

Größter Nachteil von Multiuser-Detektoren ist ihr erheblicher rechnerischer Aufwand. Selbst suboptimale Verfahren sind häufig aufgrund des rechnerischen Aufwandes nicht durchführbar. Andererseits bietet der rechnerisch einfache RAKE-Empfänger deutlich schlechtere Detektionsergebnisse.

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, ein Multiuser-Detektionsverfahren und eine entsprechende Vorrichtung zu schaffen, die sich an der zur Verfügung stehenden Rechenleistung orientieren.

Diese Aufgabe wird durch das Verfahren mit den Merkmalen des Anspruchs 1 und die Vorrichtung mit den Merkmalen des Anspruchs 7 gelöst. Bevorzugte Ausgestaltungen der Erfindung sind Gegenstand der Unteransprüche.

Das erfindungsgemäße Verfahren zur Detektion von CDMA-codierten Signalen  $\underline{d} = (\underline{d}^{(1)}, \dots, \underline{d}^{(K)})$ , mit  $\underline{d}^{(k)} = (\underline{d}_1^{(k)}, \dots, \underline{d}_M^{(k)})$ ,  $k = 1, \dots, K$ , weist die folgenden Schritte auf:

- a) Bestimmen einer ersten Detektionslösung  $\hat{\underline{d}}(1)$  der CDMA-codierten Signale  $\underline{d}$ ;
- b) Berechnen einer  $(n+1)$ -ten Detektionslösung  $\hat{\underline{d}}(n+1)$  durch die Zuweisung  $\hat{\underline{d}}(n+1) = f(\hat{\underline{d}}(n))$  als Funktion der  $n$ -ten Detektionslösung  $\hat{\underline{d}}(n)$  für  $n = 1, \dots, N$ , wobei gilt daß die Iteration für große  $n$  gegen die Multiuser-Lösung  $\hat{\underline{d}}_{MU}$  konvergiert, d. h.

$$f(\hat{\underline{d}}(n)) \xrightarrow{n \rightarrow \infty} \hat{\underline{d}}_{MU},$$

- c) Ist die Güte der Näherungslösung  $\hat{\underline{d}}(n+1)$  nicht ausreichend, setze  $n \rightarrow n+1$  und Fortsetzen des Verfahrens mit Schritt b),
- d) Ist die Güte der Lösung  $\hat{\underline{d}}(n+1)$  ausreichend, Beenden des Verfahrens und Verwenden von  $\hat{\underline{d}}(n+1)$  als Schätzwert der zu detektierenden Daten  $\underline{d}$ .

Dabei können die zu sendenden Symbole  $\underline{d}^{(k)}$  kontinuierliche oder diskrete Daten repräsentieren, wobei bei einer QPSK-Modulation (Quaternary Phase Shift Keying) die Symbole vorzugsweise die Werte  $\underline{d}^{(k)} = \pm 1, \pm i$  annehmen.

Vorzugsweise konvergiert das Verfahren für  $n \rightarrow \infty$  gegen die Lösung des Zero Forcing Block Linear Estimator. Ferner kann die Funktion des Schrittes b) gebildet werden durch

$$f(\hat{\underline{d}}) = \hat{\underline{d}} + \delta \cdot \underline{g}$$

mit einem Normalisierungsfaktor

$$\delta = \frac{\|\underline{g}\|^2}{\|\underline{A} \cdot \underline{g}\|^2}$$

und einem Approximationsterm

$$\underline{g}^T = \underline{A}^H \cdot (\underline{s}^T - \underline{A} \cdot \hat{\underline{d}}^T),$$

$$\underline{s} = \sum_{k=1}^K \underline{s}^{(k)} + \underline{n}.$$

Mit

$$\underline{d} = (\underline{d}^{(1)}, \dots, \underline{d}^{(K)}),$$

$$A = \begin{bmatrix} b^{(1)}_1 & 0 & \dots & \\ \vdots & \vdots & & \\ b^{(1)}_Q & 0 & & \vdots \\ \vdots & b^{(1)}_1 & & \\ b^{(1)}_{Q+W-1} & \vdots & & 0 \\ 0 & b^{(1)}_{Q+W-1} & & b^{(K)}_1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & b^{(K)}_{Q+W-1} \end{bmatrix}$$

und

$$\underline{b}^{(k)} = \underline{c}^{(k)} \cdot \underline{h}^{(k)}$$

läßt sich  $\underline{s}$  durch ein lineares Gleichungssystem ausdrücken:

$$\underline{s}^T = A \cdot \underline{d}^T + \underline{n}^T,$$

wobei  $\underline{s}^T$  die Transponierte des Vektor  $\underline{s}$  ist.

Aus diesem Empfängersignal lassen sich die gesendeten Datenströme durch einen RAKE-Empfänger schätzen:

$$\hat{\underline{d}}^T = A^H \cdot \underline{s}^T$$

Dabei ist  $A^H$  die zu  $A$  transponierte und komplex konjugierte Matrix und  $\hat{\underline{d}}$  ist die Schätzung der gesendeten Datenbits.

Bessere Ergebnisse erhält man mit einem sog. Multiuser-Verfahren, wie beispielsweise dem Zero Forcing Block Linear Estimator:

$$\hat{\underline{d}}^T = (A^H \cdot A)^{-1} \cdot A^H \cdot \underline{s}^T$$

Diese Lösung kann iterativ durch eine wiederholte Anwendung der folgenden Abbildung angenähert werden:

$$\hat{\underline{d}} \rightarrow \hat{\underline{d}} + \delta \cdot \underline{g}$$

mit

$$\delta = \frac{\|\underline{g}\|^2}{\|A \cdot \underline{g}\|^2}$$

und

$$\underline{g}^T = A^H \cdot (\underline{s}^T - A \cdot \hat{\underline{d}}^T)$$

Das Verfahren umfaßt daher die folgenden Schritte:

- i) Setze  $\hat{\underline{d}}$  auf den ersten Schätzwert  $\hat{\underline{d}}(1)$  für  $\underline{d}$ .
- ii) Setze  $\hat{\underline{d}}$  auf den verbesserten  $((n+1)$ -ten) Schätzwert  $\hat{\underline{d}} + \delta \cdot \underline{g}$  mit

$$\delta = \frac{\|\underline{g}\|^2}{\|A \cdot \underline{g}\|^2} \quad \text{und} \quad \underline{g}^T = A^H \cdot (\underline{s}^T - A \cdot \hat{\underline{d}}^T).$$

- iii) Wenn keine Rechenzeit mehr zur Verfügung steht, wird  $\hat{\underline{d}}$  als Schätzwert für die gesendeten Daten  $\underline{d}$  genommen, ansonsten wird die Iteration mit dem Schritt ii) fortgesetzt.

- d) Ist die Güte der Lösung  $\hat{\underline{d}}(n+1)$  ausreichend, Beenden des Verfahrens und Verwenden von  $\hat{\underline{d}}(n+1)$  als Schätzwert der zu detektierenden Daten  $\underline{d}$ .
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Verfahren für  $n \rightarrow \infty$  gegen die Lösung des Zero Forcing Block Linear Estimator konvergiert.
3. Verfahren nach einem der vorangegangenen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die zu sendenden Symbole  $\underline{d}^{(k)}$  die Werte  $\pm 1$  oder  $\pm i$  annehmen.
4. Verfahren nach einem der vorangegangenen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Funktion des Schrittes  $b$  gegeben ist durch

$$f(\hat{\underline{d}}) = \hat{\underline{d}} + \delta \cdot \underline{g}$$

mit

$$\delta = \frac{\|\underline{g}\|^2}{\|A \cdot \underline{g}\|^2} \quad \text{und} \quad \underline{g}^T = A^H \cdot (\underline{s}^T - A \cdot \hat{\underline{d}}^T),$$

wobei die Matrix  $A$  gegeben ist durch

$$A = \begin{bmatrix} b^{(1)}_1 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \\ b^{(1)}_Q & 0 & \vdots \\ \vdots & b^{(1)}_1 & \\ b^{(1)}_{Q+M-1} & \vdots & 0 \\ 0 & b^{(1)}_{Q+M-1} & b^{(K)}_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots b^{(K)}_{Q+M-1} \end{bmatrix}$$

$$\text{mit } \underline{b}^{(k)} = \underline{c}^{(k)} \cdot \underline{h}^{(k)},$$

wobei  $\underline{c}^{(k)}$  die  $K$  verschiedenen Codes und  $\underline{h}^{(k)}$  die Impulsantworten der  $K$  verschiedenen linearen Übertragungsk채n채le sind.

5. Verfahren nach einem der vorangegangenen Ansprüche dadurch gekennzeichnet, daß als 1-te Detektionslösung zum Starten der Iteration die Lösung  $\hat{\underline{d}}^T(1) = A^H \cdot \underline{s}^T$  des RAKE-Empfängers verwendet wird.

6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1-4, dadurch gekennzeichnet, daß die erste Detektionslösung zum Starten der Iteration auf Null gesetzt wird.

7. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1-6, dadurch gekennzeichnet, daß die Vorrichtung einen Datenschätzer (4) zur Bestimmung einer ersten Detektionslösung, einen Schätzungsverbesserer (5) zur Bestimmung einer verbesserten Detektionslösung und einen Entscheider (6) zur Entscheidung über die Fortsetzung der Iteration aufweist.

8. Vorrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Schätzungsverbesserer (5) eine Einheit (9) zur Berechnung eines geschätzten Sendesignals, eine Einheit (11) zur Berechnung des normalisierten Approximationsterms  $\delta \cdot \underline{g}$  und einen Addierer (15) zur Berechnung der verbesserten Schätzung aufweist.

9. Vorrichtung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Einheit (11) zur Berechnung des normalisierten Approximationsterms  $\delta \cdot \underline{g}$  eine Einheit (12) zur Berechnung des Approximationsterms  $\underline{g}$ , eine Einheit (13) zur Berechnung des Normalisierungsfaktors  $\delta$  und einen Multiplizierer (14) zur Berechnung des normalisierten Approximationsterms aufweist.

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

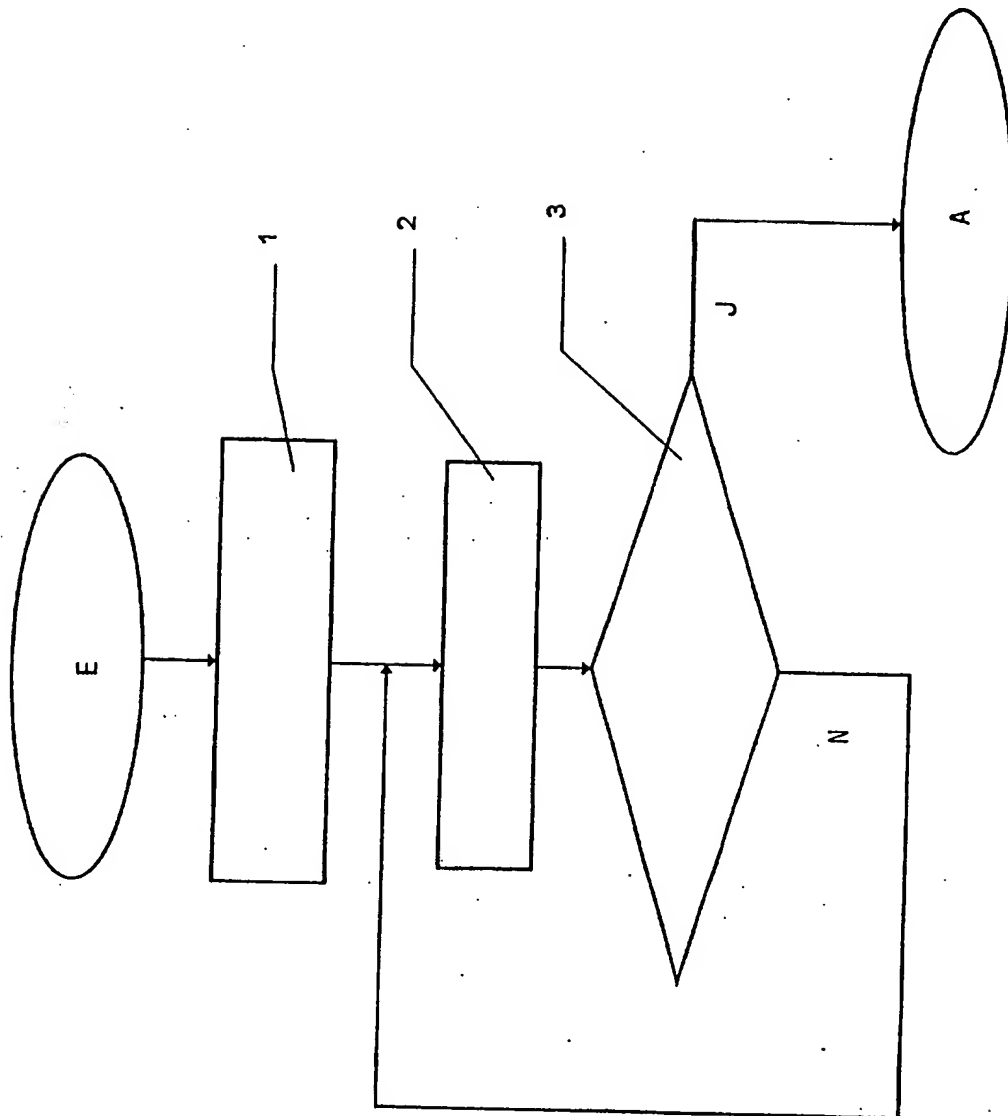


Fig. 1

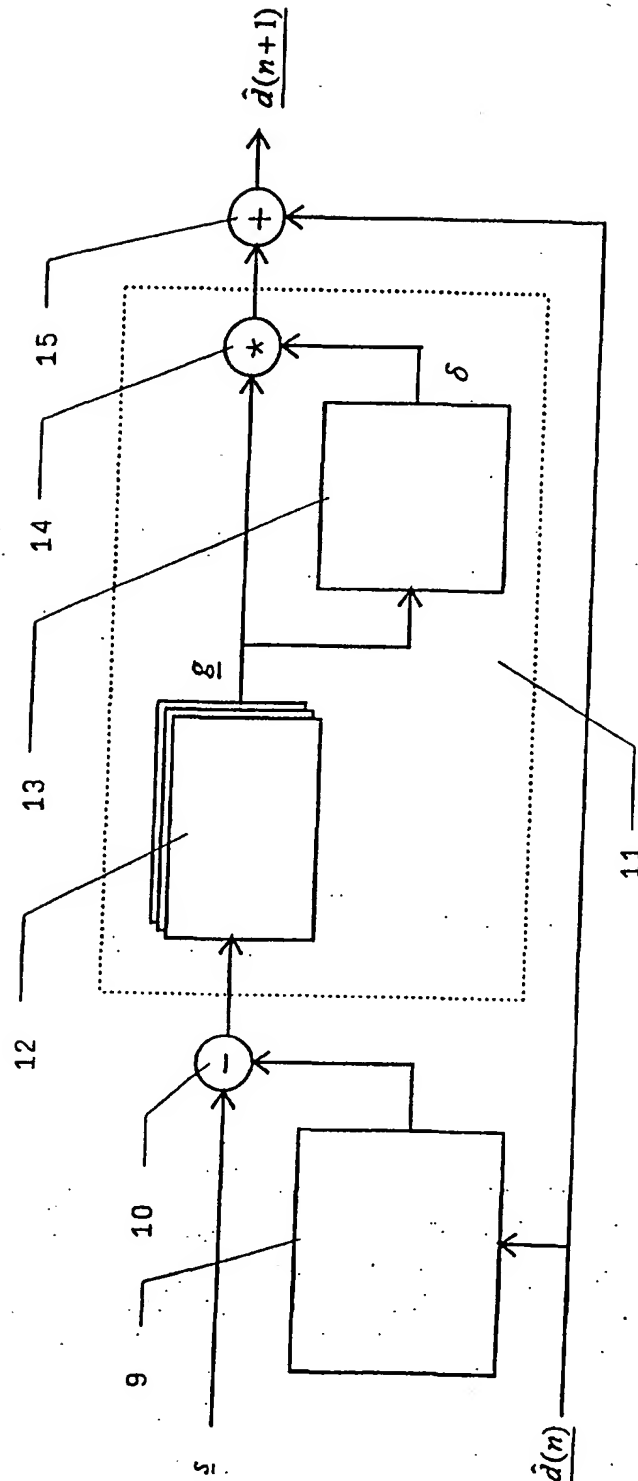


Fig. 3